

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl⁷

H04L 25/02

H03H 17/02 H03H 7/01



[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 03123197.7

[43] 公开日 2003 年 10 月 29 日

[11] 公开号 CN 1452365A

[22] 申请日 2003.4.16 [21] 申请号 03123197.7

[30] 优先权

[32] 2002. 4. 16 [33] US [31] 10/124549

[71] 申请人 伯斯有限公司

地址 美国麻萨诸塞州

[72] 发明人 T·巴克斯代尔

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

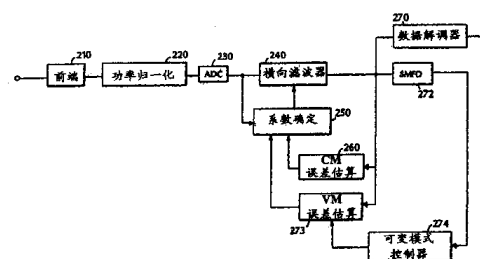
代理人 杨 凯 陈 霁

权利要求书 2 页 说明书 15 页 附图 6 页

[54] 发明名称 解调

[57] 摘要

解调装置包括由一些系数来表征的横向滤波器，这些系数由系数确定器对与输入端连接到横向滤波器的输出端的频谱平均频率检测器的输出有关的恒定模数误差信号和可变模式误差信号作出响应而进行调整。



1. 一种解调装置，它包括：

由一些系数来表征的横向滤波器，具有用于接收带有调制信息的
5 信号的信号输入端、用于接收系数信号的系数输入端以及输出端；

系数确定器，具有连接到所述横向滤波器的信号输入端的输入端
以及连接到所述横向滤波器的系数输入端的输出端，被构造和配置成
提供表示所述系数的系数信号，并且具有接收恒定模数误差估算信号
的恒定模数误差输入端以及接收可变模式误差估算信号的可变模式误
10 差输入端；

恒定模数误差估算器，具有连接到所述横向滤波器的输出端的输
入端以及连接到所述恒定模数误差输入端的输出端；

可变模式误差估算器，具有连接到所述横向滤波器的输出端的输
入端、控制输入端以及连接到所述可变模式误差输入端的输出端；

15 频谱平均频率检测器，具有连接到所述横向滤波器的输出端的输
入端以及输出端；以及

可变模式控制器，具有连接到所述频谱平均频率检测器的输出端
的输入端和连接到所述可变模式误差估算器的控制输入端的输出端。

2. 如权利要求1所述的装置，其特征在于还包括：

20 数据解调器，其输入端与所述横向滤波器的输出端连接。

3. 如权利要求1所述的装置，其特征在于，连接到所述横向滤波
器和所述系数确定器的输入端的信号源是被构造和配置成向所述横向
滤波器和所述系数确定器传送数字信号的功率归一化器和模-数转换
器的串联组合。

25 4. 如权利要求3所述的装置，其特征在于，所述模-数转换器连接
在所述横向滤波器的输入端与所述功率归一化器之间。

5. 如权利要求3所述的装置，其特征在于，所述功率归一化器连
接在所述横向滤波器输入端与所述模-数转换器之间。

6. 本文所公开的装置和技术所提供的或者具有的每一个特征以及这些特征的新颖组合。

解调

5 技术领域

本发明一般涉及从调制信号中恢复数据。更具体地说，本发明涉及减小多径和邻道干扰的影响以及可能有意或无意地应用于调制信号的其它线性非时变(或慢时变)运算的影响。本发明尤其可用作自适应传输信道均衡器，其中，它可用以减少接收信号中因传输信道中的非理想性而导致的异常。本发明包括自适应滤波器结构，它被配置以用作采用新型自适应方法的自适应均衡器，其中用于调整自适应滤波器系数的误差成本函数是根据接收信号的特性自行调整的。

本发明可用于任何需要从调制信号中恢复数据的系统，其中调制信号具有以下特性：(1)在调制信号带宽上接近水平的频谱幅度，以及(2)随着时间的过去而基本上恒定(恒定或接近恒定的模数)的信号幅度。本发明尤其适用于设计成对调频(FM)信号进行接收和解调的无线电接收机中，但是用于采取其它调制方案的系统中也是有利的(用作数字通信系统中的自适应信道均衡器是另外一个实例)。

20 背景技术

时域中的多径干扰可通过相关信号(SOI)的初始形式与相同信号的多个经延迟和滤波的形式的叠加来表示。SOI 的经延迟和滤波的形式由反射和其它不规则性产生。如果从频域来看，多径干扰可被模拟为放置于 SOI 的传输路径中某处的梳状滤波器。

图 1 是先有技术的信号处理系统的框图，该系统尝试减少接收信号中多径干扰的影响。该系统将自适应横向(或 FIR)滤波器放置在接收机信号通路中，其功能是消除多径干扰所引起的线性误差。

下列公式 1 至 4 为基于恒定模数算法(CMA)的先有技术的自适应

传输信道均衡器提供了数学基础。CMA 是指用于调整横向滤波器系数的误差估算的类型。这些公式具体表示一种称作 CMA 2-2(以 Dominique Goddard 命名)的 CMA 形式,但是本说明可推广到先有技术中已知的其它 CMA 形式。

$$y(k)=W^T(k)X(k) \quad \text{公式 1}$$

$$W(k+1)=W(k)-\mu e_{cm}(k)X^*(k) \quad \text{公式 2}$$

$$e_{cm}(k)=[|y(k)|^2-R_2]y(k) \quad \text{公式 3}$$

$$R_2=E\{|y(k)|^4\}/E\{|y(k)|^2\} \quad \text{公式 4}$$

上述公式 1 至 4 中, $X(k)$ 是在时间 k 的输入历史的矢量, $y(k)$ 是自适应滤波器的标量输出值, $W(k)$ 是滤波器系数的矢量, $e_{cm}[k]$ 是基于 CMA 2-2 算法的恒定模数误差估算值, R_2 是一个常数, 它取决于所用的数据调制方法, 并且表示将自适应滤波器输出与数据解调器的阈值相匹配所需的定标。对于诸如调频(FM)之类的恒定模数调制方法, 该表达式简化为 $R_2=R_0^2$, 其中, $R_0=E\{|y(k)|\}$ 。 μ 是调整在每个时间步长改变这些系数的程度的步长参数。根据先前的系数值 $W(k)$ 以及相对于横向滤波器抽头加权(系数)的滤波器输出模数误差的梯度的估算值来确定每个下一组系数 $W(k+1)$ 。

在图 1 的先有技术的系统 100 中, 输入信号由前端框 10 接收。前端用作外界与相关系统之间的接口。典型的前端可包含信号调节功能和某种调谐功能。信号调节通常用于将外界的输入信号与相关系统匹配, 以便改善系统动态范围和信噪比[一个实例是无线电接收机的射频(RF)前端中自动增益控制(AGC)功能的应用]。调谐通常包括将频率选择性功能与频移功能相结合, 其中, 频移功能用来移动出现频率选择性的频率范围。

前端 10 的输出馈送到功率归一化框 20 中。在某些系统中, 功率归一化可直接由前端 10(如果有 AGC 的话, 在 AGC 中)执行。在这类系统中, 不需要独立的功率归一化级。但是, 情况通常是: 前端 10 的输出可能仍然具有随时间显著变化的平均信号功率。在这些情况下,

采用独立的功率归一化功能。

图 1 说明位于 ADC 30 之前的功率归一化 20。功率归一化 20 可通过模拟 AGC 来实现。在图 1 的系统 100 中，功率归一化信号(功率归一化框 20 的输出)随后由 ADC 30 来进行数字化，并加到自适应横向滤波器 40 的输入端。给定输入数据和系数矢量，公式 1 定义横向滤波器 40 的信号处理。自适应横向滤波器 40 的输出分为两条通路，即信号通路和控制通路。信号通路输出由解调框 70 以表示所用原始调制的反向处理的方式进行解调。在解调之后，如果以某种方式对原始调制信号进行了编码，则还可对解调信号进行解码。解调器 70 的输出是所恢复的相关数据信号。

控制通路输出反馈到恒定模数(CM)误差估算框 60。CM 误差估算框 60 根据公式 3 确定误差成本函数，它实际上是自适应滤波器 40 的输出的模数与恒定值 R_2 (如公式 4 所定义)之差。这种确定的结果是误差估算信号 $e_{cm}(k)$ 。误差估算信号 $e_{cm}(k)$ (CM 误差估算框 60 的输出)馈送到系数确定框 50。系数确定框 50 根据公式 2 确定系数信号更新。系数信号值根据误差估算信号 $e_{cm}(k)$ 、当前系数信号值 $W(k)$ 、自适应步长 μ 以及共轭输入数据信号 $X^*(k)$ 进行更新。当起到预定作用时，在后续时间步长中确定的系数值信号以往使误差成本函数最小的方向变化。

图 1 的先有技术系统 100 假定所传送的 SOI 具有恒定模数特性。当这种信号受到多径干扰时(例如在传输过程中)，接收信号将不再具有恒定模数特性。(多次反射所导致的梳状滤波器特性损害了恒定模数特性)。先有技术系统 100 的 CM 误差估算框 60 结合系数确定框 50 来确定横向滤波器 40 的系数信号，这些系数信号迫使横向滤波器 40 的输出具有恒定模数特性。实现这种特性的算法称作 CMA(恒定模数算法)。

对于其它背景资料，参考以下文献：

编号	标题	发明人	日期
US 5907303	基于 CMA 的天线系统	Yukitomo 等人	5/25/99
US 5809074	改善采用转换算法的自适应均衡器盲收敛的技术	Werner 等人	9/15/98
US 5940440	盲均衡的通用多模数技术	Werner 等人	8/17/99
US 5697084	采用自适应滤波来减小多径衰落	Tingley	12/9/97
US 4309770	通过采用双边带正交载波调制的传输系统中的未知数据信号训练自适应均衡器的方法及装置	Godard	1/5/82
US 5506871	数字通信所用的自适应均衡系统	Hwang 等人	4/9/96
EP 0 854 589 A2	自适应天线分集接收机	Akaiwa 等人	7/22/98

其它出版物

5 J.R. Treichler 和 B.G. Agee 的“恒定模数信号的多径校正的新方法”(IEEE Trans. On ASSP, 第 31 卷, 第 2 期, 第 459-472 页, 1983 年 4 月)。

Richard P. Gooch 和 Brian Daellenbach 的“防止盲(基于 CMA)自适应接收滤波器中的干扰捕捉”(Conference Record of the 23rd Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, Maple Press, 第 898-902 页, 1989 年 11 月)。

10 Y.S. Choi、H. Hwang 以及 D.I. Song 的“与 HDTV 调制解调器的载波恢复耦合的自适应盲均衡”(IEEE Transactions on Consumer

Electronics, 第 39 卷, 第 3 期, 第 386-391 页, 1993 年 8 月)。

Widrow, B.和 Stearns, S.(1985)的自适应信号处理(Prentice-Hall)。

本发明的一个重要目的是提供用于自适应横向滤波的改进方法及装置。

5

发明内容

本发明分析接收信号以确定是否出现交叠的邻道干扰信号。如果检测到干扰信号, 则自适应滤波器的初始化按以下方式改变: 明显地改善滤波器收敛到选择所需信号并抑制干扰信号的解的能力。改变初始化的过程称作改变自适应滤波器的模式。本发明包括模式受控的盲自适应横向滤波器。本发明充分改善了自适应横向滤波器在非理想条件下工作时(即产生具有不止一个最小值的解空间的条件)收敛到所需的解的能力。

15

附图说明

通过结合附图阅读以下详细说明, 其它特征、目的和优点会变得显而易见, 图中:

图 1 是先有技术的系统的框图, 其中采用恒定模数算法来调整放在相关信号通路中的横向滤波器的系数;

20

图 2A 是本发明的模式受控的盲自适应滤波器的框图, 其中功率归一化在模-数转换之前进行;

图 2B 是本发明的另一种形式的模式受控的盲自适应滤波器的框图, 其中功率归一化在模-数转换之后进行;

图 3A 是简化的频谱平均频率检测器的框图;

25

图 3B 是理想化的先有技术的 FM 检波器的框图;

图 4A 是用于确定模式控制变量信号 $\alpha(k)$ 的可变模式控制器的操作的框图表示;

图 4B 是模式控制变量 $\alpha(k)$ 对自适应横向滤波器的输出的频谱平

均频率(SMF)的图表;

图 5 是采用恒定模数算法以调整放在 SOI 通路中的横向滤波器的系数的先有技术的 FM 立体声接收机的框图;

图 6A 是 FM 立体声接收机中的本发明的模式受控的盲自适应滤波器的示范实施例的框图, 其中, 功率归一化 AGC 以模拟形式实现, 并且位于模-数转换之前; 以及

图 6B 是 FM 立体声接收机中的本发明的模式受控盲自适应滤波器的另一个实施例的框图, 其中, 功率归一化 AGC 以数字形式实现, 并且位于模-数转换之后。

10

具体实施方式

公式 1 结合公式 5-8 为本发明的模式受控盲自适应横向滤波器提供数学基础。图 2A 是本发明的一个实施例的框图。图 2B 是本发明的另一个实施例的框图。

15

表征横向滤波器的系数存储在矢量 W 中。对于由 N 个系数表征的滤波器, 矢量 W 将具有 N 个元素。根据公式 2-4 确定 L 个任意系数矢量元素的更新(即根据恒定模数误差估算 e_{cm} 来更新一个或多个系数), 其中 $N > L \geq 1$ 。其余的 $N-L$ 个系数元素根据下列公式 6 和 7 来更新。下标 g 表示根据公式 2-4 更新的 L 个系数, h 表示采用根据公式 7 的可变模式误差估算值 e_{vm} 更新的 $N-L$ 个其它系数。 L 个系数不一定是系数矢量 W 中连续编号的元素。 L 个所选元素可以是 N 个系数元素的任意子集。

20

$$w_g(k+1) = w_g(k) - \alpha e_{cm}(k) x^*(k), \text{ 其中} \quad \text{公式 5}$$

w 、 α 、 $e_{cm}(k)$ 以及 $x(k)$ 已在前文中定义。

25

$$w_h(k+1) = w_h(k) - \alpha e_{vm}(k) x^*(k-i) \quad \text{公式 6}$$

$$\text{其中 } e_{vm}(k) = [|y(k)|^2 - (1 - \alpha(k))R]y(k); \quad \text{公式 7}$$

$e_{vm}(k)$ 信号称作可变模式误差估算信号, $\alpha(k)$ 信号称作模式变量信号, 以及 R 是任意的常数值。本发明不限定 R 的选择。在一个示范实

施例中，R 设置为公式 4 中定义的值 R_2 。在本发明用于 FM 接收机的示范实施例中， $E[y(k)] = R_0$ ，所以 R_2 的值变成 R_0^2 。注意， R_0 对于 FM 为常数。

5 此外，在一个示范实施例中，第一系数 w_0 根据按照公式 2-4 的恒定模数算法进行调整，其它所有系数信号采用按照公式 6-7 的可变模式误差标准进行调整。

10 在图 2A 的系统中，输入信号首先由前端 210 接收，该前端以类似于图 1 的先有技术系统 100 的前端 10 的方式工作。然后，前端 210 的输出经过功率归一化框 220。由于这个功能位于 ADC 230 之前，因此通常以模拟形式实现。AGC 电路可用来完成功率归一化功能。AGC 电路是先有技术中已知的，因此不再详细说明。

15 图 2B 中将功率归一化 320 放在 ADC 330 之后。同样可用 AGC 电路来提供功率归一化功能。在这种情况下，AGC 功能通常是数字形式的。用于实现数字 AGC 功能的技术是众所周知的，因此不再详细说明。

上述框 220 和 320 的功率归一化功能最好是以充分低于自适应滤波器系数更新速率的速率、作为时间的函数来发生，以便自适应滤波器收敛到一个解。

20 其它实施例可通过调整滤波器系数的算法来实现功率归一化。这种算法的一个实例是归一化 LMS 算法(NLMS)。在 NLMS 中通过用计算误差信号中包含的功率估算值除自适应步长参数 m (在 LMS 中为一常数)来实现功率归一化。本领域的技术人员能够方便地将这种功率归一化技术用于 CMA。

25 本发明不限于所使用的功率归一化功能的形式。本发明也不限于功率归一化功能的位置。功率归一化能够以放置在模-数转换之前或之后的 AGC、或者作为自适应滤波器算法的组成部分来实现。一个示范实施例采用位于 ADC 之前的模拟 AGC。将 AGC 放在这个位置上的优点是改善了 ADC 的动态范围。

位于信号通路中的功率归一化的操作与自适应算法内执行的功率归一化略有不同，因为自适应算法内的功率归一化对误差信号中而不是 SOI 中的功率进行归一化。但是各种情况下的功率归一化的作用基本上相同。所述的所有功率归一化方法用来改善系统的自适应性能，并且所有所述的方法都实现类似的改进。

图 2A 中，功率归一化框 220 的输出由 ADC 230 进行数字化，ADC 230 的输出馈送到横向滤波器 240 的输入端以及系数信号确定框 250。图 2B 中，前端 310 的输出由 ADC 330 进行数字化。ADC 330 的输出馈送到功率归一化框 320，然后再馈送到横向滤波器 340 的输入端以及系数确定框 350。

横向滤波器 240 和 340 按照公式 1 处理信号，从而提供取决于输入数据和系数矢量的输出。横向滤波器 240 和 340 的输出分别馈送到数据解调器 270 和 370，以及馈送到频谱平均频率检测器(SMFD)272 和 372。数据解调器 270 和 370 的功能是恢复所需的调制。本发明可与大量调制方法配合使用，并不限于任何特定方法。在说明本发明在立体声 RF FM 接收机中的使用的示范实施例中，数据解调器包括 FM 检波器。

如果调制信号经过编码，则可能还需要对解调信号进行额外的解码。本发明不限于可配合使用的编码和解码的形式。

SMFD 272 和 372 检测横向滤波器 240 和 340 的输出的平均频谱频率。这个信号用来指示是否存在邻道干扰。这里可使用具有检测信号的平均频谱频率的功能的任何检测器，本发明不限于采用任何一种特定类型的检测器。用于本发明中的检测器能够以模拟或数字形式来实现，并且能够以硬件或软件或者其组合来实现。

SMFD 能够如图 3A 所示来实现。图 3A 的 SMFD 110 包括瞬时频率检测器 51，在一个示范实施例中以 FM 检波器来实现(FM 检波器通常检测信号的瞬时频率)；然后是由低通滤波器 52 实现的取平均操作。对 FM 检波器的输出进行低通滤波而求出 FM 检波器的输出的平均

值,产生平均频谱频率的信号表示。低通滤波器 52 可以是简易的一阶低通滤波器。但本发明不限于所用低通滤波器的类型。用于 SMFD 110 中的低通滤波器不要求满足任何特定的通带和阻带特性。此外,低通滤波器可在需要时进行缩放。其它处理能够取代低通滤波器 52 来执行
5 取平均功能(例如移动平均滤波器)。本发明不限于用来实现取平均功能的处理的方式。

在 FM 接收机的示范实施例中,用来检测瞬时频率的 FM 检波器还用作数据解调器。如图 6A 和 6B 所示。FM 检波器 870 和 970 的输出均分为两个通路。一个通路通向低通滤波器 875 和 975(它们是 SMFD
10 的组成部分),如上所述。另一个通路是所需信号,可根据需要对其进行解码。

FM 检波器 120 如图 3B 所示。FM 检波器能够以模拟或数字形式、以硬件或软件或其组合的形式来实现。本发明不限于实现 FM 检波器的方式。FM 检波器 120 的 Arg 框 61 首先提取调制信号的自变量(或角
15 度)。解缠框 62 则对提取的角度进行解缠以消除不连续性。d/dt 框 63 则将解缠角度对时间求微分。然后,微分的输出再由增益框 64 进行缩放。增益框 64 的输出是所需要的信号(恢复的数据)。

FM 检波器是先有技术中广为人知的,因此不再详细说明具体实施例。本发明中可采用众多已知技术中的任一种来实现 FM 检波器。

SMFD 输出 272 和 372 分别输入到可变模式控制器框 274 和 374,
20 它们采用该信息来确定如何改变自适应滤波器的工作模式。可变模式控制器框 274 和 374 的输出是模式变量信号 $\alpha(k)$ 。 $\alpha(k)$ 信号是 SMFD 输出的函数。 $\alpha(k)$ 信号最好是 SMFD 输出的正的、半定的、单调的以及关于零对称的函数。存在大量能够创建并具有上述属性的函数,其
25 中任一函数可应用于本发明。符合所述选择的任一个或多个函数均会在本发明中起作用,并且本发明不限于用来满足这些选择的函数的形式。

在一个示范实施例中, $\alpha(k)$ 的值的范围最好是限制在 0 到 1 之间(但

本发明不限于仅在这个取值范围上工作)。此外,示范实施例实现一个小的死区,其中对于 SMFD 输出的小值, $\alpha(k)$ 保持为零值。不需要限定 $\alpha(k)$ 值的范围以及添加死区范围的操作,以便使模式受控自适应滤波器工作。但是包括这些特征确实改善了系统适应于所需信号的能力。

图 4A 是表示在一个示范实施例中 $\alpha(k)$ 信号的确定的框图。最好是假定用于检测平均频谱频率的 SMFD 在基带频率上工作。对于基带上的 FM 信号,复合频率调制产生具有相对于中心频率的正和负频率偏差的调制信号的瞬时频率。SMFD 的输出将会是在零附近变化的 DC 电平。

如果需要时,本发明可在 IF 或 RF 频率上工作。这仅向 SMFD 的输出中添加一个偏移量,可以方便地在后续级中消除。但是最好是在基带上工作,因为这样就不需要消除这个偏移量。包含本发明的完整系统能够扩展到在 IF 或 RF 频率上工作,而没有丢失普遍性。

SMFD 的低通滤波器 52 的输出上的信号会关于零对称(对于在基带上工作)而且是单调的。这是对可变模式控制器 274 和 374 的输入,结合图 4A 进一步说明其操作。图 4A 的可变模式控制器 130 首先在绝对值框 71 中取低通滤波器输出的绝对值。取绝对值的操作为所产生的信号提供正的半定特性。在该点上的信号具有使本发明实现预定功能的特性。

一个示范实施例采用加法器 72 向绝对值框 71 的输出添加偏移常数 73。偏移用来为 $\alpha(k)$ 提供在 0 附近的死区。所用的偏移量可以改变为本发明对于特定应用的微调操作。对于 SMFD 输出的零附近的小变化,死区将使 $\alpha(k)$ 信号值保持为等于零。

然后,所产生的信号再通过增益框 74 和饱和框 75。“增益”是另一个参数,它可针对特定应用调整到系统的微调特性。一个示范实施例中的饱和框 75 将所产生的信号限定为 0 到 1 之间的值,但是必要时也可选择其它范围的值。图 4B 中表示出说明最佳实施例中的 SMFD

输出和 $\alpha(k)$ 之间关系的图表。

5 横向滤波器 240、340 以及可变模式控制器 274、374 的输出是可变模式误差估算框 273、373 的输入。可变模式误差估算框 273 和 373 的输出是可变模式误差估算信号 e_{vm} 。根据公式 7, e_{vm} 的确定是基于这些输入以及常数 R 的值(这是横向滤波器输出的模数的预期值, 并且在一个示范实施例中等于 R_0)。

对恒定模数误差估算框 260 和 360 的输入分别是横向滤波器 240 和 340 的输出。恒定模数误差估算是根据公式 3 确定的, 并且与结合图 1 的恒定模数误差框 60 所描述的相同。

10 误差估算框 260、360、273、373 的输出以及数字化的输入数据全部馈送到系数确定框 250、350。系数确定框 250 和 350 根据公式 5 和 6 来确定系数更新信号。公式 5 描述根据恒定模数误差标准进行更新的 L 个横向滤波器系数的更新确定, 以及公式 6 描述根据可变模式误差标准进行更新的 $N-L$ 个横向滤波器系数的更新计算。在一个示范实施例中, 第一滤波器系数根据公式 5 进行更新, 其它所有系数则根据公式 6 进行更新。

15 模式变量 $\alpha(k)$ 信号用来修改确定 $e_{vm}[k]$ 信号时所用的常数 R 的大小。也就是说, $\alpha(k)$ 信号修改用于调整指定为根据可变模式误差标准(即 $\alpha(k)$ 信号改变自适应滤波器的模式)来更新的 $N-L$ 个自适应横向滤波器系数信号的误差成本函数信号。 $\alpha(k)$ 信号是能够以某种方式进行控制的变量。当 $\alpha(k)$ 信号设置为 0 时, $e_{vm}[k]=e_{cm}[k]$, 并且基于可变模式误差的系数信号与基于恒定模数误差的系数更新信号是一样的。在本示范实施例中, 对于 $\alpha(k)$ 信号=0 的情况, 可变模式误差标准与恒定模数误差标准相同, 并且系统的操作退化为 CMA 2-2 特性。

25 通过或者 a) 使 $\alpha(k)$ 信号保持恒定, 或者 b) 允许 $\alpha(k)$ 信号以某种方式随时间变化, 使自适应横向滤波器的工作模式可以保持为恒定或者允许改变。本发明不限于随时间来改变模式变量的值的方式。本发明的这个示范实施例允许模式变量随时间变化。

如以上对示范实施例所述(其中,第一滤波器系数信号采用恒定模数误差标准进行更新,其余系数信号则采用可变模式误差标准进行更新),当模式变量设置为零时,该系统的特性如基于 CMA 2-2 的自适应滤波器。当模式变量设置为 1 时,自适应滤波器的特性以称作“峭度白化器”的方式表现。信号白化器是先有技术中已知的(单步线性预测器就是一个实例),它们通常用来估算作为频率的函数存在于信号中的能量的倒数(inverse)。这种用途也是本发明中的峭度白化器的功能。

峭度白化器使滤波器输出的立方(三次幂)与自适应滤波器除第一抽头以外的所有抽头之间的相关性减至最小,这实际上使滤波器输出的归一化峭度减至最小(约束条件是平均模数保持在 R 或接近 R)。峭度白化器产生信号能量的倒数的平滑估算。

本发明的这个示范实施例能够在用作基于 CMA 的自适应滤波器以及用作峭度白化器之间改变其特性。换句话说,该系统能够将其特性从用于转换位于调制操作的输出与自适应滤波器的输入之间的信号通路中任何位置上的线性处理的传递函数改变为用于转换滤波器输入上存在的信号的频谱。

对于 0 和 1 之间的模式值,本发明的这个示范实施例的特性难以准确地描述。该系统具有在上述极端情况之间变化的特征。也就是说,随着 $\alpha(k)$ 信号改变,整个系统的特性平滑地在转换位于调制器和横向滤波器之间的线性处理的传递函数与转换横向滤波器输入上存在的信号的频谱之间改变。

根据恒定误差标准更新系数信号的第一任意子集以及根据可变模式误差标准更新系数信号的第二补集的本发明的特性也难以准确地描述。 L 比 N 小的情况下该系统的特性将类似于 $L=1$ 时的特性,如以上对示范实施例所述。

本发明在某个模式值范围上工作,而不是在若干不同的离散值(例如 0 和 1)之间切换。模式值控制自适应滤波器的误差估算的确定。模式值的改变最好是平滑地进行。

当出现强干扰信号时，自适应滤波器最好是最初作为信号白化器。在本发明中，这是通过 SMFD 框 272、372 以及可变模式控制框 274、374 的动作来实现的。当检测到干扰信号时，SMFD 272 和 372 的输出将为非零值，以及模式变量 $\alpha(k)$ 信号将从零增加到某个正值(本示范实施例中在 0 和 1 之间)，视干扰信号相对于所需信号的强度而定。本示范实施例的自适应滤波器的模式改变，使得它在检测到邻道干扰信号时表现得象峭度白化器。干扰信号越强， $\alpha(k)$ 信号的值就越大，自适应滤波器特性就变得越接近峭度白化。

当干扰信号强时，白化迫使自适应滤波器相对于所需信号衰减由干扰信号产生的能量。也就是说，当干扰信号强时，横向滤波器 240 和 340 的系数经过可变模式控制器 274 和 374 的调整，得到相对于所需信号衰减了干扰信号的解。这个解在误差表面上有一个位置，该位置靠近支持所需信号而抵制干扰信号的局部最小解的位置。

由于信号经过白化，SMFD 272 和 372 对其进行检测的自适应滤波器 240 和 340 的输出将具有平坦的频谱。平坦化(或白化)操作减小了与所需信号相比、出现在滤波器输出上的干扰信号的电平，从而也减小了 SMFD 272 和 372 的输出。当 SMFD 272 和 372 的输出减小时($\alpha(k)$ 信号又趋于零)，误差成本函数信号将逼近 CMA 运算。本发明的一个优点在于：在这种情况下，误差成本函数信号正在逼近 CMA，但系数信号被有效地初始化为 CMA 从中找出所需解的点。当系统进一步调整系数信号时，以及这个解逼近所需的解时，出现在横向滤波器 240 和 340 的输出上的干扰信号被进一步衰减。SMFD 272 和 372 的输出进一步下降到包含在 $\alpha(k)$ 信号的计算中的死区函数将 $\alpha(k)$ 信号设置为零的点上。

图 5A 是先有技术的 FM RF 接收机的框图，该接收机尝试减少接收的 FM 立体声无线电信号上的多径干扰的影响。图 5A 的系统 600 和图 1 的一般先有技术系统 100 的区别仅在于：1)前端框 610 现表示为 RF 前端，2)功率归一化框 20 已由 AGC 620 代替，3)用 FM 检波器

670 取代解调框 70, 以及 4) 添加去复用器框 671。图 5B 与图 5A 相似, 但 AGC 720 移到 ADC 730 之后, 并且以数字方式而非模拟方式来实现。在其它方面, 图 5A 的系统 600 与图 5B 的系统 700 的性能相同, 在此仅对系统 600 的操作进行进一步说明。

5 FM 检波器 670 对 FM 信号进行解调, 去复用器 671 将解调信号分为独立的左、右信道音频信号。去复用器 671 可看作是提供数据解码功能。该系统的工作方式与对图 1 的一般系统 100 所述的方式相同。系统 600 调整横向滤波器 640 的系数信号, 尝试使横向滤波器 640 的输出具有恒定模数特性。

10 本发明在用于 FM 接收机时特别有利。情况通常是: 邻道干扰会出现在 FM 接收机中, 尤其是对于移动接收机(例如车辆中)。此外, 移动接收机中相邻信道的相对信号强度可明显地变化, 因为接收机的运动使相对于接收机的所需信号和干扰信号源之间的相对传递函数发生变化。

15 图 6A 是用作 RF 立体声 FM 接收机的本发明的一个示范实施例的框图。这个系统在操作上与图 2A 的系统极为相似, 但具有以下细微的结构差异: 1) 采用 RF 前端 810 代替前端 210; 2) 下变频 ADC 830 取代 ADC 230; 3) 功率归一化框 220 已由 AGC 820 取代; 4) FM 检波器 870 与低通滤波器 875 配合使用, 代替 SMFD 272; 5) 用作 SMFD 的组成部分的 FM 检波器 870 还取代数据解调器 270(因为这里要用的调制是频率调制); 以及 6) 增加去复用功能 871, 以便从解调器的输出中提取立体声左、右声道信号。图 6B 与图 6A 所示系统基本相同, 只不过 AGC 形式的功率归一化位于 ADC 之后, 并且以数字形式实现。系统 800 和 900 的操作基本相同, 但 AGC 功能的位置有所不同。因此, 下面只描述系统 800 的操作。可直接从系统 800 的描述中推断系统 900 的操作。

25 所示的下变频 ADC 830 说明自适应滤波器和模式控制功能在基带频率上工作。下变频 ADC 是先有技术中众所周知的, 这里不再详细说

明。下变频 ADC 同时实现信号的数字化和频率转换(从 RF 或 IF 到基带)。也可使用分开的数字化和下变频的步骤,并且本发明不限于实现这些具体功能的方式。

5 为清楚起见而省略了某些框。例如,图中没有表示出抗混淆滤波器、D/A 转换器以及重构滤波器。本领域的技术人员能够实现必要的处理步骤,以便在模拟和数字形式之间根据需要来有效地转换信号。在图 6B 的系统中,执行 D/A 转换的逻辑位置通常是在 FM 检波器 870 和去复用器 871 之间的通路中。这种布置允许整个自适应算法完全在数字域中执行,而不需要附加的 A/D(若 FM 检波器以模拟功能来实现,则需要)。

10 显然,只要不背离本发明的概念,本领域的技术人员可对本文所公开的装置和技术进行大量修改以及脱离这些装置和技术。因此,本发明应视为包含本文所公开的装置和技术中出现的或者具有的每一个新特征以及新特征的组合,并且仅受到所附权利要求书的精神和范围的限定。

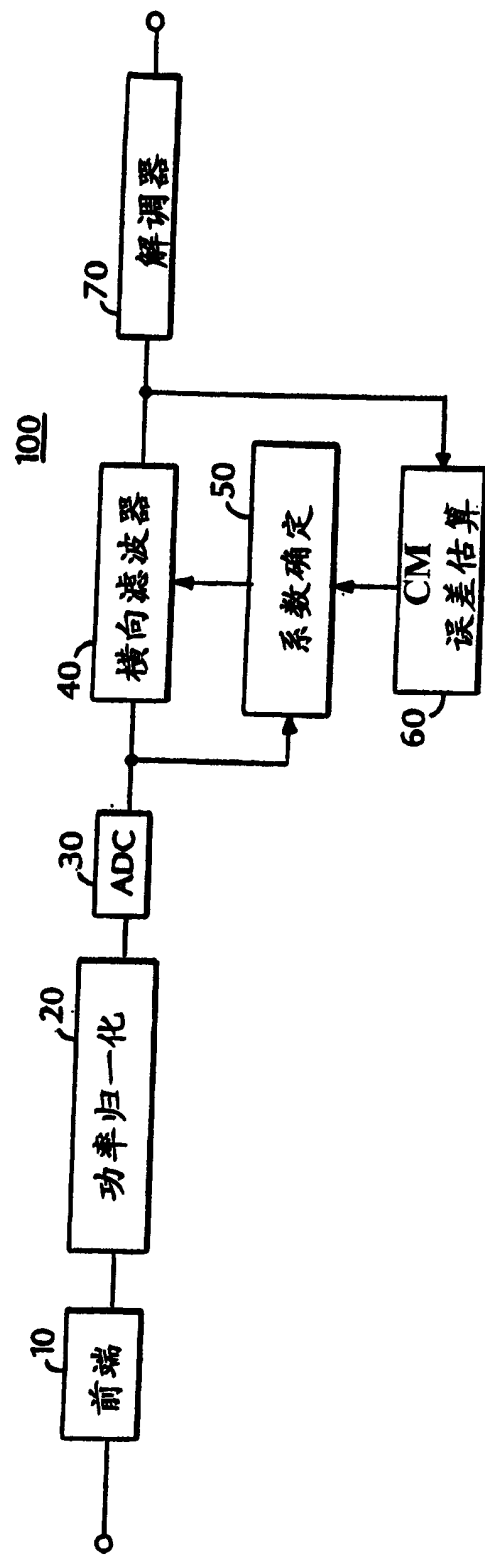


图 1
现有技术

图 2A

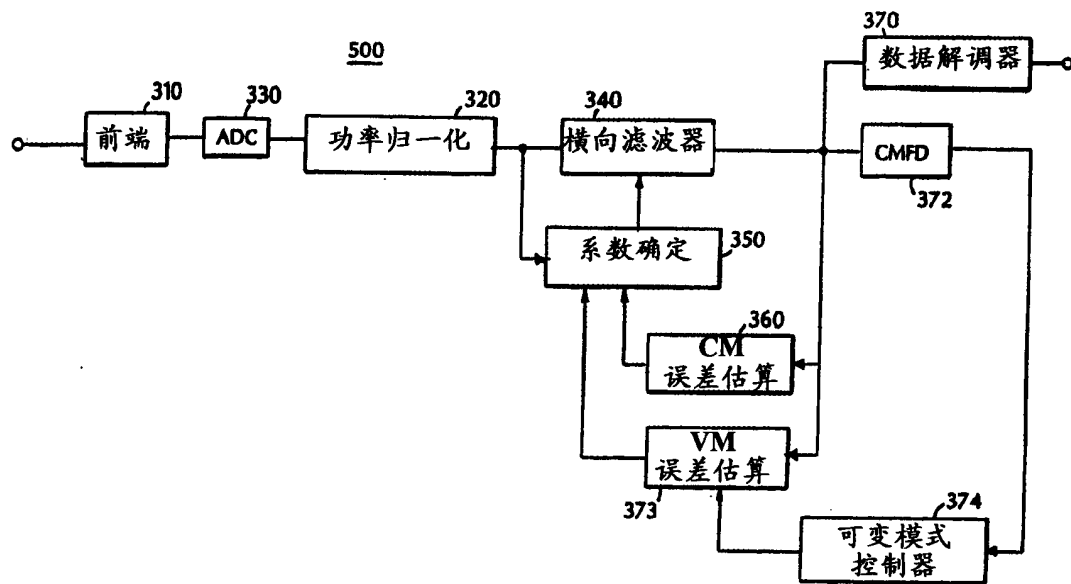
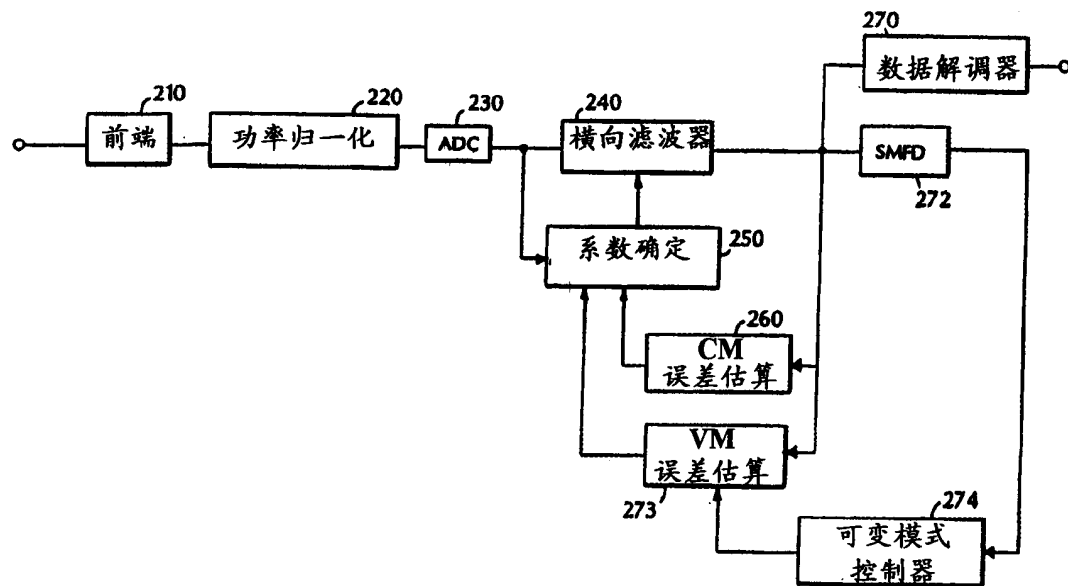


图 2B

图 3A

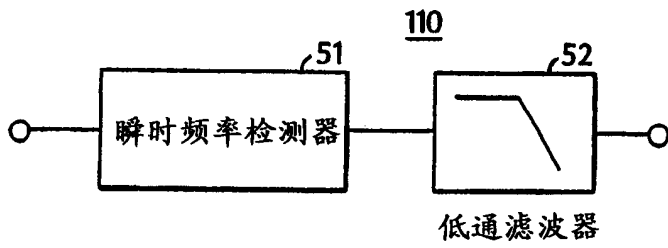


图 3B

先有技术

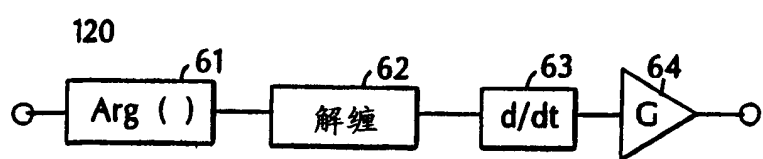


图 4A

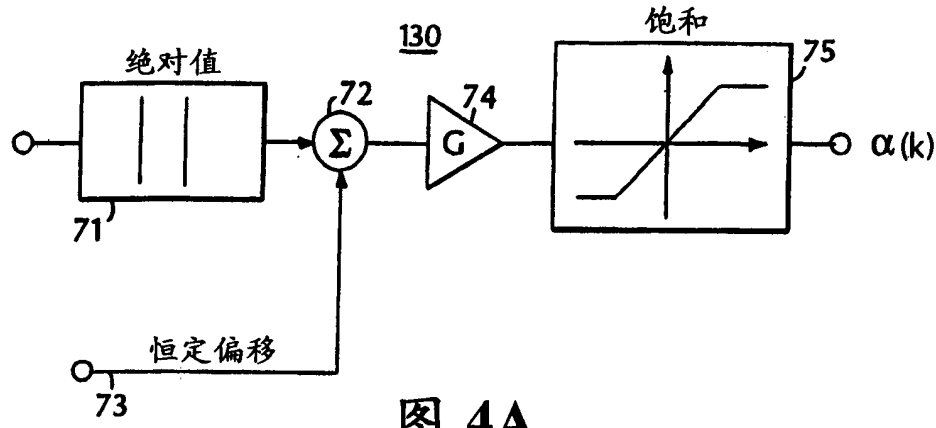
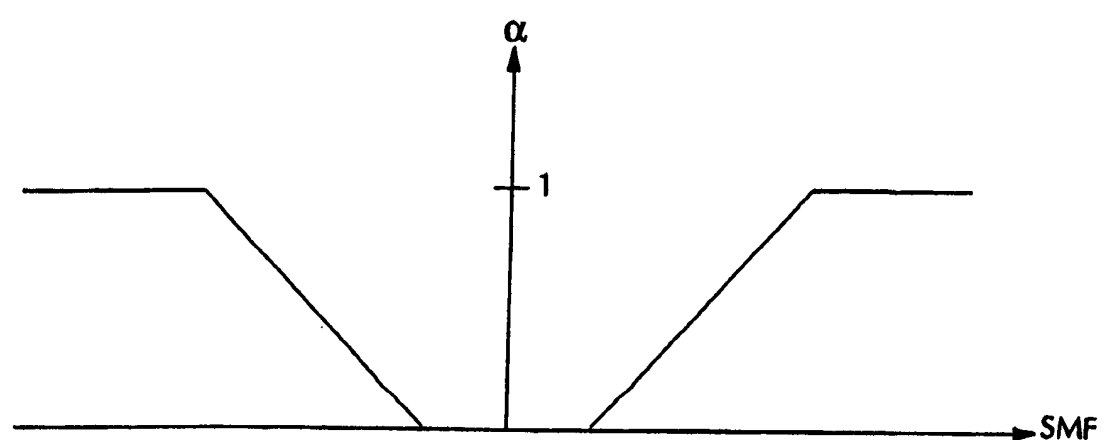


图 4B



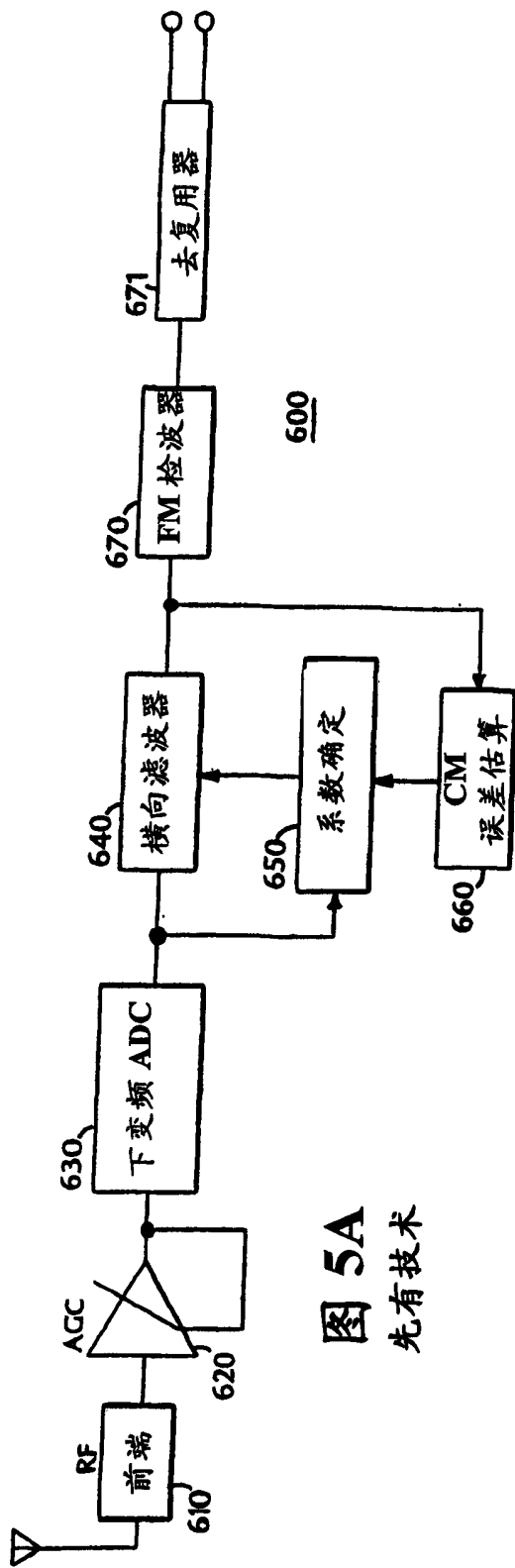


图 5A
先有技术

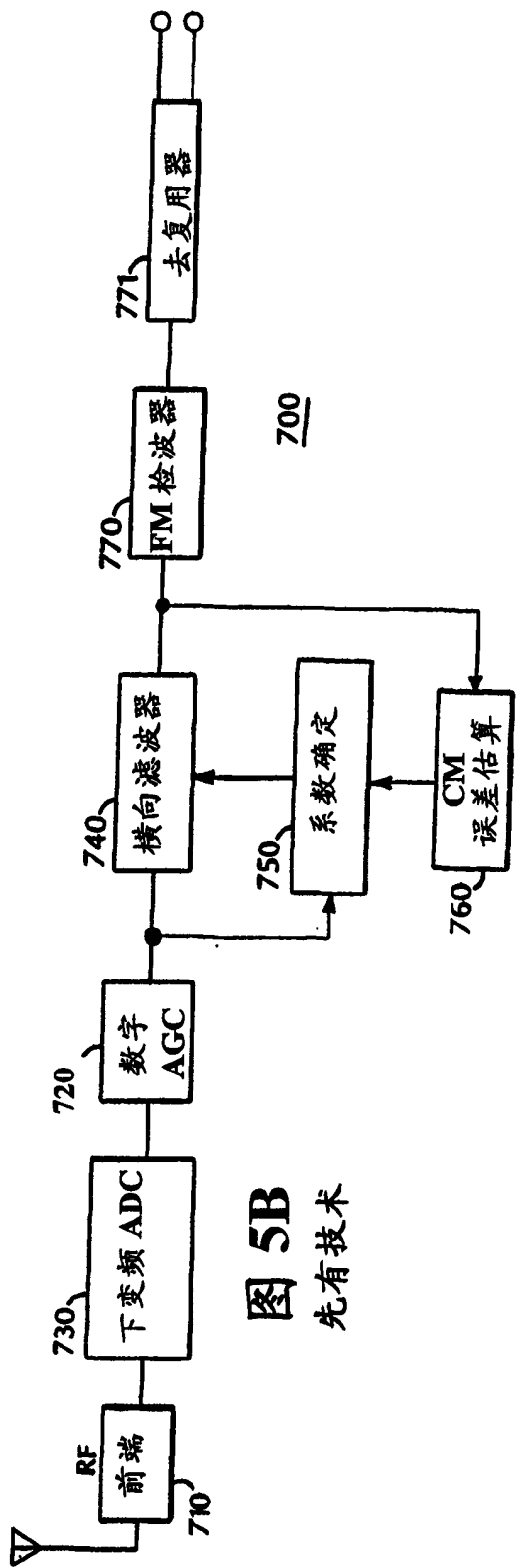


图 5B
先有技术

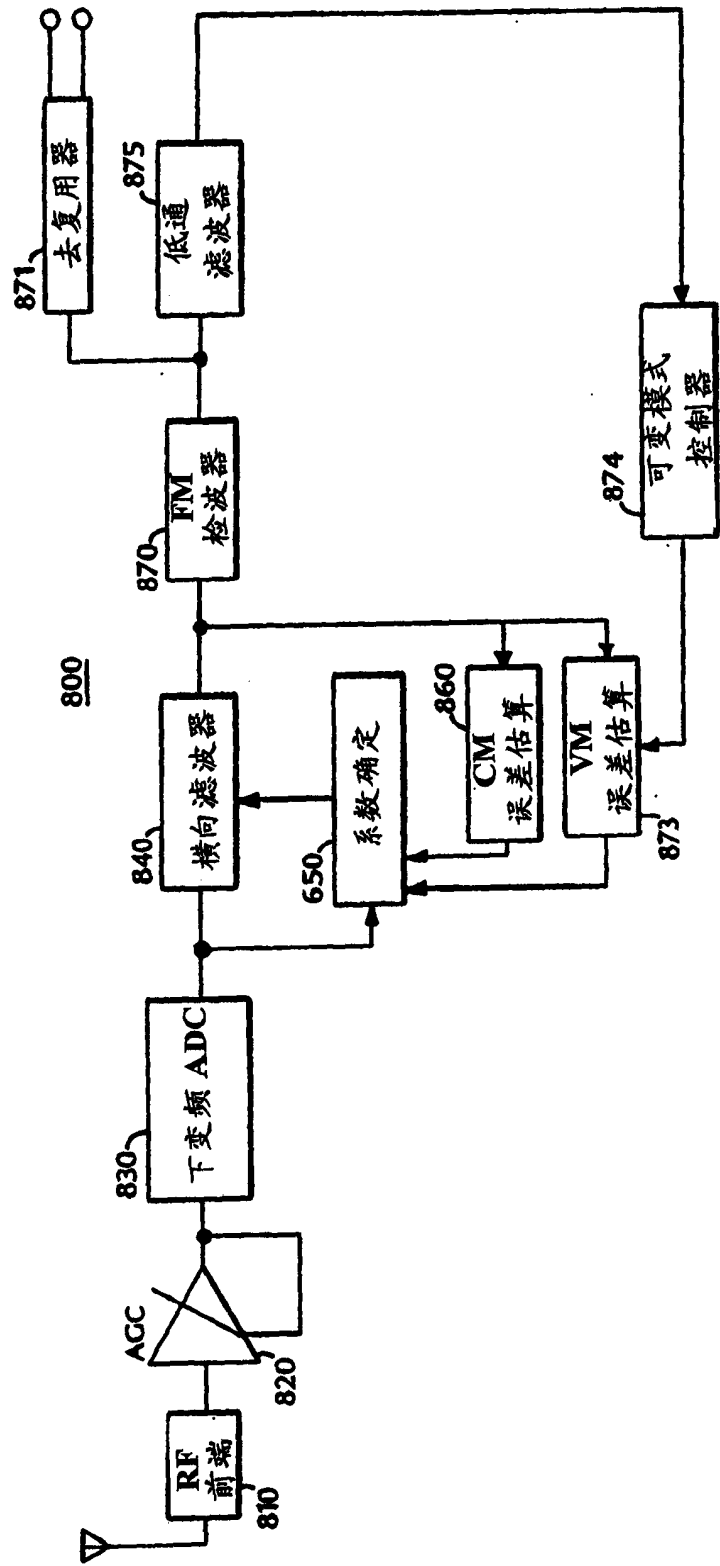


图 6A

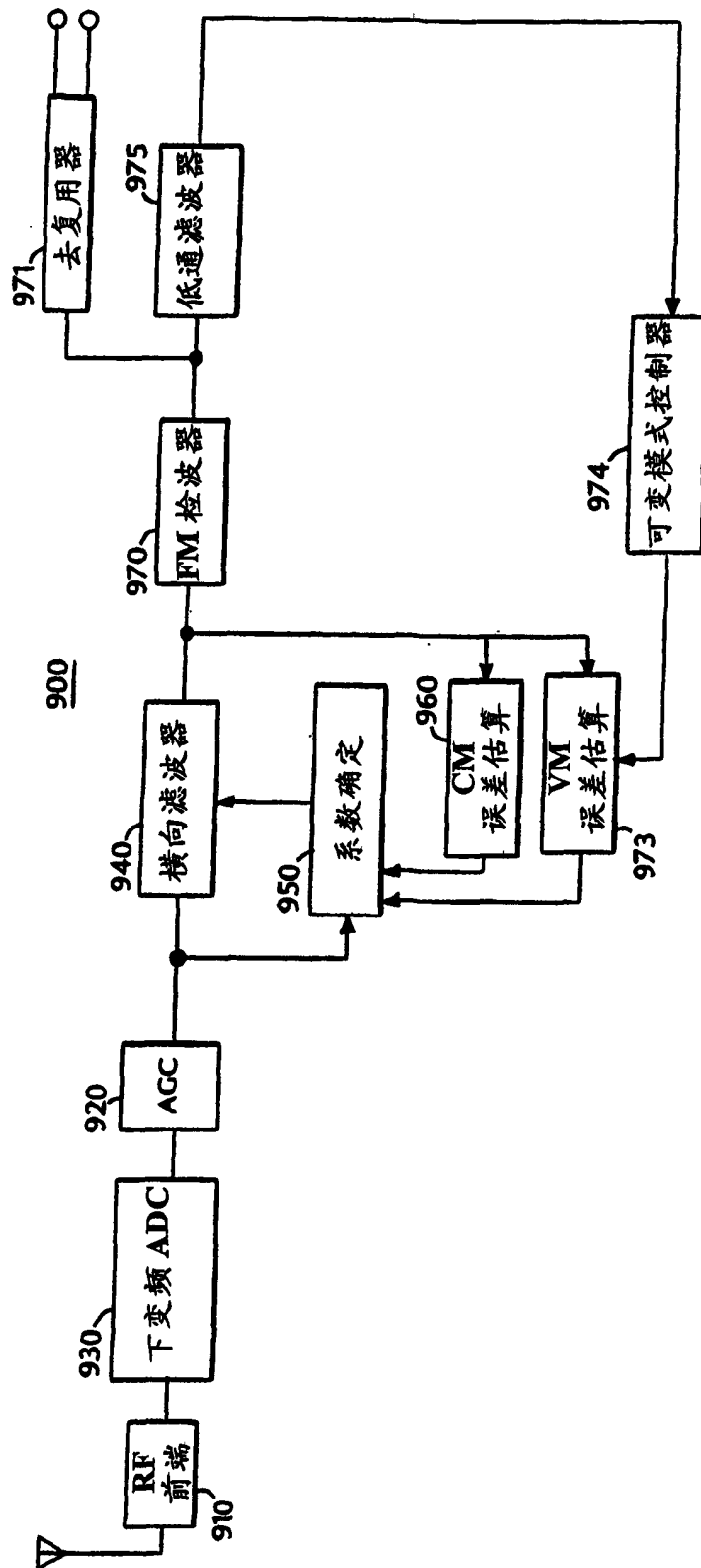


图 6B